

## Transmission power control device for portable terminal

**Patent number:** CN1146131  
**Publication date:** 1997-03-26  
**Inventor:** KASAMATSU HIDEKI (JP)  
**Applicant:** SANYO ELECTRIC CO (JP)  
**Classification:**  
- **International:** H04Q7/32  
- **European:**  
**Application number:** CN19950118606 19950920  
**Priority number(s):** CN19950118606 19950920

**Also published as:**

 CN1146271C (C)

**Report a data error here**

### Abstract of CN1146131

The present invention is an emitter controlling signal output device including power amplifier circuit amplifying input signal, signal monitoring coupler, gain-variable amplifier amplifying the monitoring signal, detector circuit amplifying the output signal of gain-variable amplifier and producing detection voltage, differential amplifier comparing the said detection voltage and the reference voltage and producing the first control voltage, and control circuit producing the second control voltage and the above-said reference voltage.

---

Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

[19]中华人民共和国专利局

[51]Int.Cl<sup>6</sup>

H04Q 7/32



# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 95118606.X

[43]公开日 1997 年 3 月 26 日

[11] 公开号 CN 1146131A

[22]申请日 95.9.20

[71]申请人 三洋电机株式会社

地址 日本大阪府

[72]发明人 笠松秀树

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

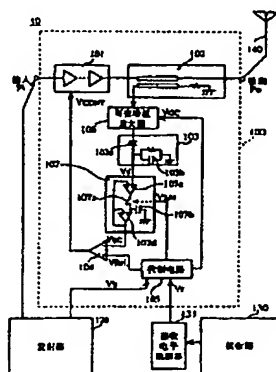
代理人 叶恺东 马铁良

权利要求书 5 页 说明书 18 页 附图页数 9 页

[54]发明名称 用于携带终端的发射功率控制装置

[57]摘要

本发明是一种控制发射机的信号输出的装置，包括：把所输入的发射信号放大的功率放大电路；对由上述功率放大电路所放大的发射信号进行监测的耦合器；把上述监测信号进行放大的可变增益放大器；对上述可变增益放大器的输出信号进行检波并生成检波电压的检波电路；把上述检波电压同所提供的基准电压进行比较并放大该差分而生成第一控制电压的差分放大器；发生第 2 控制电压和上述基准电压的控制电路。



(BJ)第 1456 号

## 权 利 要 求 书

---

1. 一种控制携带终端的无线电输出的装置，包括：

发射信号放大装置，把所输入的发射信号以由所加的第一控制信号决定的放大系数进行放大；

监测装置，对由上述发射信号放大装置所放大的发射信号进行监测；

监测信号放大装置，把上述监测信号以由所加的第二控制信号决定的放大系数进行放大；

检波装置，对上述监测信号放大装置的输出信号进行监测；

差动放大装置，把上述检测信号同所提供的基准信号进行比较并放大其差分而生成上述第一控制信号；

控制装置，发生上述第二控制信号和上述基准信号。

2. 根据权利要求1的装置，其中

上述控制装置决定上述监测信号放大装置的放大系数，以使上述监测信号的电平在上述检波装置的可检波范围内，并发生上述第二控制信号。

3. 根据权利要求2的装置，其中

上述控制装置，为了得到所需的发射输出，在设定上述基准信号电平的同时根据该发射信号输出设定上述第二控制信号的电平。

4. 根据权利要求3的装置，其中

上述控制装置发生上述第二控制信号，以阶梯地控制上述监

测信号放大装置的放大率。

5. 根据权利要求2的装置, 包括:

取样/保持装置, 设在上述检波装置与上述差动放大装置之间, 根据上述控制装置的指示对上述检波信号进行取样或保持, 并把该取样的检波信号或保持的检波信号提供给上述差动放大装置。

6. 根据权利要求5的装置, 其中,

上述发射信号是以短脉冲方式发射的信号, 并由上述控制装置进行下列控制: 上述取样/保持装置, 在上述发射信号的短脉冲接通时对上述监测信号进行取样; 在上述发射信号的短脉冲关断时保持该短脉冲关断之前的上述监测信号。

7. 根据权利要求2的装置, 包括:

第一频率变换装置, 设在上述监测装置与上述监测信号放大装置之间, 把来自上述监测装置的监测信号变频成低于上述监测信号的频率, 并提供给上述监测信号放大装置。

8. 根据权利要求7的装置, 包括:

取样/保持装置, 设在上述检波装置与上述差动放大装置之间, 根据上述控制装置的指示, 对上述检波信号进行取样或保持, 并把该取样的检波信号或保持的检波信号提供给上述差动放大装置。

9. 根据权利要求8的装置, 其中

上述发射信号是以短脉冲方式发射的信号, 并由上述控制装置进行下列控制: 上述取样/保持装置, 在上述发射信号的短脉冲接通时对上述监测信号进行取样; 在上述发射信号的短脉冲信号关断时保持该短脉冲关断之前的上述监测信号。

10. 根据权利要求2的装置, 其中,

上述发射信号放大装置由分别通过所加控制信号改变放大系数的串联设置的第一放大装置和第二放大装置所构成;

上述第一控制信号被加到上述第一放大装置上,同时,由上述控制装置所提供的第三控制信号被加到上述第二放大装置上。

11. 根据权利要求10的装置,其中,

上述第一放大装置是放大IF频带信号的放大装置,同时上述第二放大装置是放大RF频带信号的放大装置,进一步包括:

频率变换装置,设在上述第一放大装置与上述第二放大装置之间,把IF频带信号变换成RF频带信号。

12. 根据权利要求11的装置,包括:

取样/保持装置,设在上述检波装置与上述差动放大装置之间,根据上述控制装置的指示,对上述检波信号进行取样或保持,并把该取样的信号或保持的信号提供给上述差动放大装置。

13. 根据权利要求12的装置,其中,

上述发射信号是以短脉冲方式发射的信号,并由上述控制装置进行下列控制:上述取样/保持装置,在上述发射信号的短脉冲接通时对上述监测信号进行取样;在上述发射信号的短脉冲关断时保持该短脉冲关断之前的上述监测信号。

14. 根据权利要求2的装置,其中

上述发射信号放大装置包括:

衰减装置,由所加的控制信号改变衰减量;

第三放大装置,设在上述衰减装置的后级,由所加的控制信号改变放大系数;

进一步包括:

切换装置，对来自上述差动放大装置的第一控制信号和由上述控制装置所提供的第四控制信号进行切换而成为：

把上述第四控制信号施加给上述衰减装置并且把上述第一控制信号施加给上述第三放大装置的第一连接状态；

把上述第一控制信号施加给上述衰减装置并且把上述第四控制信号施加给上述第二放大装置的第二连接状态。

15. 根据权利要求14的装置，其中

上述切换装置，根据来自上述控制装置的指示，在上述发射信号为模拟信号时切换到上述第一连接状态，在上述发射信号为数字信号时切换到上述第二连接状态。

16. 根据权利要求15的装置，其中

在上述第一连接状态下，在上述控制装置中设定上述第四控制信号，以使上述衰减装置的衰减量为最低。

17. 根据权利要求16的装置，其中

在上述第二连接状态下，在上述控制装置中设定上述第四控制信号，以使上述第三放大装置的工作点在线形区。

18. 根据权利要求17的装置，包括：

取样/保持装置，设在上述检波装置与上述差动放大装置之间，根据上述控制装置的指示，对上述检波信号进行取样或保持，并把该取样的检波信号或保持的检波信号提供给上述差动放大装置。

19. 根据权利要求18的装置，其中

上述发射信号是以短脉冲方式发射的信号，并由上述控制装置进行下列控制：上述取样/保持装置，在上述发射信号的短脉冲

接通时对上述监测信号进行取样；在上述发射信号的短脉冲关断时保持该短脉冲关断之前的上述监测信号。

20. 一种控制携带终端的无线电输出的装置，包括：

发射输出放大器，放大被发射的信号，由第一控制控制信号决定放大系数；

监测装置，设在上述发射输出放大器的输出侧，监测该发射输出功率；

可变增益放大器，放大所监测的发射输出，由第二控制信号决定放大系数；

检波装置，以二极管为主体，对可变增益放大器的输出信号进行检波；

差动放大器，把检波输出同基准信号进行比较，放大其差分，生成第一控制信号；

控制控制，发生上述第二控制信号和基准信号，把第二控制信号调整为这样的值：决定可变增益放大器的增益以使监测信号的电平在检波装置的可检波范围内，为了变更无线电输出而调整基准信号。

21. 根据权利要求20的装置，其中

上述基准信号和第二控制信号以具有下列相关性来进行调整：当无线电输出增大时，可变增益放大器的增益减小。

# 说明书

---

## 用于携带终端的发射功率 控制装置

本发明涉及一种控制携带终端的发射输出的发射功率控制装置。

在现有技术中，用于通信设备特别是携带电话等移动通信设备的输出控制的功率控制电路设在例如发射装置的最末端，并且使发射功率电平分级地变化来进行控制，或者自动地输出预定的发射功率电平，用于稳定地维持其输出。

图1是在模拟方式携带电话系统中所使用的现有发射功率控制电路的结构图。

作为发射信号放大装置的功率放大电路201由加在其电压控制端上的控制电压 $V_{CONT}$ 来变化放大系数。

从通信设备的输出电路(未图示)所发出的发射信号由功率放大器电路201以预定放大系数来放大，其输出通过具有10-20dB 程度的耦合度的耦合器202，进行平时监测。

耦合器202在通过RF信号的同时从其耦合输出端202a取出对应上述耦合度的发射信号功率作为监测输出，并输入检波电路203。

监测输出由检测电路203进行包络线检波，并变换为直流检波电压。

检测电压 $V_d$ 加到差动放大电路204的反向输入端204a上，而在



另一方的非反向输入端上施加由控制电路205 所生成的基准电压  $V_{Ref}$ 。

差动放大电路204把所施加的两电压  $V_d$ 、 $V_{Ref}$  进行比较, 输出对应于其差分的输出电压以作为控制电压  $V_{CONT}$ 。

该控制电压  $V_{CONT}$  反馈输入到功率放大电路201 的电压控制端上, 以增减功率放大电路201的放大系数。

这样, 通过控制由控制电路205发生的基准电压  $V_{Ref}$ , 就能得到对应该基准电压  $V_{Ref}$  的电压值, 而且, 一旦固定基准电压  $V_{Ref}$ , 就实现了由反馈环所产生的电平稳定化而使发射输出一直为恒定的。

但是, 在具有上述这种结构的发射功率控制电路中, 功率控制的控制范围就成为由检波电路203 的动态范围和在控制电路205 中生成的基准电压  $V_{Ref}$  的范围所决定, 则在功率控制的动态范围变宽的情况下, 就会发生不能充分处理的问题。

即, 第一, 虽然检波电路203一般由用于整流交流信号的二极管203a 和由电阻及电容器所构成的并监测耦合器输出信号包络线的直线检波器203b所构成, 但在这种检波电路203中, 由于二极管203a的一般特性当所输入的正向电压下降到大约0.1V 程度时就会有不能充分动作的不灵敏区的问题。由此, 检波电路203的动态范围仅能获得高高的30-40dB程度, 而制约了其可检波范围, 其结果制约了功率控制范围。

第二, 假定在检波电路203中即使覆盖宽动态范围的检波变为可能, 则在携带电话机终端这种电池驱动的通信设备中, 由于用小型轻量化的6V等低电压来工作, 限制了基准电压  $V_{Ref}$  和控制

电压 $V_{Ref}$ 的电压范围，由此，功率控制的控制范围受到制约。

特别是，在美国CDMA(Code Division Multiple Access)方式数字蜂窝携带电路系统(IS-95规格)中，在至少64dB以上的宽动态范围内，要求用1dB步幅的功率控制，在图1所示的现有发射功率控制电路的结构中，由于在上述那样的检波电路的不灵敏区和使用电池的电压范围上的制约，动态范围不足，不能满足该方式的标准。

而且，在图1这种电路结构中，在用下述这种短脉冲方式发射信号的情况下：在日美数字蜂窝电话中所使用的TDMA(Time Division Multiple Access)方式(RCR-STD27C、IS-54规格)，还会产生别的问题。

即，在短脉冲方式的发射中，由于由耦合器202所产生的监测输出在短脉冲接通和短脉冲关断时发生很大的变动，由此检波电压 $V_d$ 也随之出现很大变动，因而就有不能正确进行功率控制的问题。

鉴于上述现有技术的问题，本发明的目的是提供一种用于携带终端的发射功率控制电路，能够覆盖大的动态范围并进行正确的功率控制。

由于，本发明涉及的用于携带终端的发射功率控制电路，其特征在于包括：把所输入的发射信号以由所加的第一控制信号决定的放大系数进行放大的发射信号放大装置；对由上述发射信号放大装置所放大的发射信号进行监测的监测装置；把上述监测信号以由所加的第二控制信号决定的放大系数进行放大的监测信号放大装置；对上述监测信号放大装置的输出信号进行检波并生成

检波信号的检波装置；把上述检波信号同所提供的基准信号进行比较并对该差分进行放大而生成上述第一控制信号的差动放大装置；发生上述第二控制电压和上述基准电压的控制装置。

并且，其特征还在于进一步包括取样/保持装置，在发射信号以短脉冲方式发射的情况下，设在上述检波装置与上述差动放大装置之间，根据上述控制装置的指示对上述检波电压进行取样或保持，并把该所取样的检波电压或所保持的检波电压提供给上述差动放大装置。

图1是表示现有用于携带终端的发射功率控制电路一个例子的结构图；

图2是适用于本发明第一实施例所涉及的发射功率控制电路的携带终端的结构图；

图3是表示上述携带终端的发射部中的短脉冲信号发生电路一个例子的结构图；

图4是用于说明上述实施例的功率控制特性的输入输出特性图；

图5是用于说明上述实施例的功率控制特性的时间信号波形图；

图6是本发明第二实施例的结构图；

图7是本发明第三实施例的结构图；

图8是本发明第四实施例的结构图；

图9是本发明第五实施例的结构图。

下面根据几个实施例来说明本发明。

#### 第一实施例

图2是使用本发明第一实施例涉及的发射功率控制电路100 的无线通信机10的整体结构图。

如该图所示，无线通信机10由下列部分构成：生成RF 发射信号的发射部120；对在该发射部120中生成的RF 发射信号的输出进行控制的发送功率控制电路100；接收来自基地局的信号的接收部130；监测该接收部130中的接收电平接收电平监测部131；天线140。

发射功率控制电路100进一步包括：功率放大电路101、耦合器102、检波电路103、差动放大电路104、控制电路105、可变增益放大器106、取样/保持电路107。

功率放大电路101能够进行在发射部120中所生成的RF 发射信号的功率放大，并由控制电路 $V_{CONT}$ 来变化其放大系数。

其内部电路这样构成：把能够通过施加控制电压 $V_{CONT}$ 来变化放大系数的放大元件（例如，CaAs FET和MOSFET等）和能变化衰减量的可变衰减器等进行串联连接，例如，如果控制电压 $V_{CONT}$ 为3.5V，则RF发射信号的放大系数增大到增益30dB，另一方面，如果控制电压 $V_{CONT}$ 为0.5V，则对应于RF发射信号的放大系数被减少到衰减量-60dB。

耦合器102是用于监测在功率放大电路101中所放大的RF 发射信号电平的方向性耦合器。

可变增益放大器106根据由控制电路105施加的控制电压 $V_{GC}$ 来变化放大器的增益。

检波电路103对来自耦合器102 的监测输出进行检波并生成检波电压 $V_d$ 。

取样/保持电路107 根据发射信号的发射状况对上述检波电压 $V_d$ 进行取样或保持并输出给下一级的差动放大电路104， 该电路

107由内部开关107a、电容器107b、差动放大电路107c、107d所组成。

具体的是，内部开关107a介于差动放大电路107c的输出端与差动放大电路107d的非反向输入端之间，差动放大电路107d的输出端分别同差动放大电路107c、107d的反向输入端相连接，同时，差动放大电路107d的非反向输入端通过电容器107d接地。

在以短脉冲方式发射的情况下，由发射部120给控制电路105提供与该短脉冲信号的通·断相关的控制信号Vb，当接收到短脉冲接通的信号时，把控制信号VS/H变为H电平，当接收到短脉冲关断信号时，把控制信号VS/H设定为L电平。

这种控制信号Vb能够由例如设在发射部120内的短脉冲信号发生电路所获得。

图3是表示该短脉冲信号发生电路一个例子的结构图。如该图所示，短脉冲信号发生电路111这样构成：把来自振荡电路111a的频率输入和来自脉冲发生部111b的脉冲输出输入到与门电路111c中，只有当脉冲输出为H电平时才成为发射信号(短脉冲接通)。

这样，控制电路105最好为这种结构：把该脉冲发生部111b的脉站输出原样输入控制电路105作为控制信号Vb，当该控制信号Vb为H电平时控制信号VS/H变为H电平，当控制信号Vb为L电平时，控制信号VS/H信号变为L电平。

由这样发生的控制信号VS/H来控制取样/保持电路107的动作，在控制信号VS/H为H电平时，其内部开关107a变为接通。

此时，由于差动放大电路107d的输出端分别同差动放大电路107c、107d的反向输入端相连接，则各输入端和输出端的电位变为

相等，最后的检波电压 $V_d$ 按原样通过而成为取样电压(取样状态)。

反之，在控制信号 $V_{S/H}$ 为L电平时，内部开关107a变为关断，差动放大电路107d的非反向输入仅与电容器107b的电位相关。在该电容器107b上，由于差动放大电路107d的内部电阻高，则上述取样状态的最后检波电压 $V_d$ 的电位被维持在原来状态上，并且，由于差动放大电路107d的输出端同其反向输入端相连，则各输入端和输出端的电位相等，取样时的检波电压 $V_d$ 被保持，作为保持电压 $V_{DC}$ 被输出(保持状态)。

在取样/保持电路107中所得到的取样/保持电压 $V_{DC}$ 被加到差动放大电路104的反向输入端上，并且由控制电路105所生成的基准电压 $V_{Ref}$ 被输入非反向输入端。

差动放大电路生成根据取样/保持电压 $V_{DC}$ 和基准电压 $V_{Ref}$ 之差而形成的控制电压 $V_{CONT}$ 并把其提供给功率放大电路101。

控制电路105按上述那样，时而发生输入给用于控制发射输出的差动放大电路104的基准电压 $V_{Ref}$ 和用于控制可变增益放大器106的增益的控制电压 $V_{GC}$ ，时而发生取样/保持电路107的取样/保持控制信号 $V_{S/H}$ ，以控制各部分，

下面具体说明本实施例的控制动作。

在控制电路105中输入由同接收部103相连的接收电平监测部131所监测的接收监测电压 $V_r$ ，根据该接收监测电压 $V_r$ 来决定由功率放大电路101所产生的发射输出。

即，在接收监测电压 $V_r$ 的电平较小时，由此判断为离基地局较远，则增大发射输出，反之，在该电平较大时，就判断为离基地局较近，通过使发射输出变小，而把发射输出决定为：使到达

基地局的发射电平为恒定的。

这种对接收部130中的接收输出电平进行监测并决定发射输出电平的方法已由美国专利第5,056,109号公报所公开,因而省略其说明。

接着,控制电路105把预定的控制电压 $V_{GC}$ 提供给可变增益放大器106以设定对应于所决定的发射输出的增益系数,同时,把与上述可变增益放大器106的增益相关而决定的基准电压 $V_{Ref}$ 提供给该差动放大电路104的非反向输入端。

图4是表示用于说明发射功率控制电路100中改变可变增益放大器106的增益系数情况下的特性的输入功率对输出功率关系的输入输出特性图。

如该图所示,当必要的发射输出 $P_o$ 在0dBm至28dBm之间时,由于耦合器102的监测输出电平是能够使检波电路103的检波二极管按原样导通的电平,则把控制电压 $V_{GC}$ 设定为1V以使可变增益放大器106的增益为0dB,同时,使基准电压 $V_{Ref}$ 在从0.1V到3.5V之间,例如,如果必要的发射输出为20dBm,则设定为2.1V。

同样,当发射输出 $P_o$ 在-30dBm-0dBm时,把控制电压 $V_{GC}$ 设定为1.5V以使可变增益放大器106的增益为30dB,同时在0.1V至3.6V之间设定基准电压 $V_{Ref}$ 以成为所需的发射输出。

而且,当发射输出为-60dBm~-20dBm时,使控制电压 $V_{GC}$ 为2V以使可变增益放大器106的增益成为60dB,同时,在0.1V至2.1V之间设定基准电压 $V_{Ref}$ 以成为所需的发射输出。根据这种结构,通过设在耦合器102输出端和检波电路103之间的可变增益放大器106的作用,当发射输出电平较大并且耦合器102的监测输出电平较大

时，就能降低可变增益放大器的增益，反之，当发射输出电平较小且监测输出电平较小时，能够提高可变增益放大器的增益，因而不论监测输出电平的大小都能控制为检波电路中的检波二极管一直导通的范围(可检波范围)的输入电平。

由检波电压103所生成的检波电压 $V_d$ 通过取样/保持电路107而变成取样/保持电压 $V_{DC}$ ，提供给差动放大电路104的反向输入端。

在差动放大电路104的非反向输入端上施加上述这种应该获得预定发射输出并由控制电路105所发生的基准电压 $V_{Ref}$ 。

差动放大电路104生成对应于取样/保持电压 $V_{DC}$ 和基准电压 $V_{Ref}$ 的差分的控制电压 $V_{CONT}$ ，并把其输出给功率放大电路101。

这样，通过把控制电压 $V_{CONT}$ 反馈给功率放大电路101，来控制对应于功率放大电路101中的发射信号的放大系数，把发射输出设定·维持在由基准电压 $V_{Ref}$ 所决定的所需值上。因而，发射信号以预定的输出从天线140上作为无线电波稳定地发射。

由于根据发射输出电平来改变可变增益放大器106的增益，而把检波电路103的输入电平控制在检波电路103的检波二极管03a一直导通的状态上，因而在广范围内可变控制发射输出电平的情况下，一直保持检波电路103的可检波范围电平，进而生成的供功率控制用的基准电压 $V_{Ref}$ 和差动放大电路输出电压 $V_{CONT}$ 就能以不会饱和的范围进行控制。

这样能够使发射输出覆盖非常宽的动态范围，使输出电平以多段并且高精度·高稳定地变化。

如果以图4的输入输出特性图为例，当输入功率为0dBm时，通过使基准电压 $V_{Ref}$ 如图中所记载那样变化同时把可变增益放大器



的增益变为三段(0dB、30dB、60dB)，就能使输出功率在-60dBm~+28dBm之间变化而得到88dB的功率控制动态范围，就能大大超过由美国CDMA方式的数字蜂窝携带电话系统(IS-95 规格)所要求的64dB的动态范围。

对应于由检波电路103所生成的检波电压 $V_d$ 容纳在预定范围内，基准电压 $V_{Ref}$ 就能容纳在预定范围内(在图4的例子中，从0.1V到3.6V)，在仅能以电池驱动得到低电压的情况下，能够得到大的功率控制动态范围，便于作为携带通信机等发射功率控制电路。

而且，在该例中，虽然在0dB、30dB、60dB的三段中来切换可变增益放大器的增益，作为总的88dB的动态范围，但并不限于此，可以根据需要的动态范围来改变可变增益放大器的增益切换数量。

下面说明发射功率控制电路100中的取样/保持电路107的动作。

图5是表示以TDMA方式发射短脉冲信号时的发射功率控制特性(在输入功率 $P_i=0\text{dBm}$ 为恒定的情况下)的各部分时间信号波形。

在上述这种发射信号为TDMA方式的短脉冲情况下，从来自发射部130的控制信号 $V_b$ 进行判断，在短脉冲接通时，把输入取样/保持电路107的取样/保持控制信号 $V_S/H$ 设定为H电平(取样状态)，在短脉冲关断时，把取样/保持控制信号 $V_S/H$ 设定为L电平(保持状态)。

这样，由于取样/保持电路107与短脉冲发射信号的通/断同步而自动地重复取样/保持动作，因而不管检波电压 $V_d$ 为那种短脉冲波形，取样/保持电压 $V_{DC}$ 能得到保持短脉冲关断之前的检波电压 $V_d$ 的电平并且在短脉冲通/断中不受影响的理想功率控制特性。

发射功率输出 $P_o$ 在+10dBm、+28dBm、+15dBm 的三段中进行切

换，由此，把基准电压也控制为V1、V2、V3三段，反馈控制的结果，取样/保持电压 $V_{DC}$ 集中为V1、V2、V3。

在本实施例中，当发射信号为连续信号时，把从控制电路105输入取样/保持电路107的取样/保持控制信号固定在H电平上(取样状态)。

在图5的情况下，由于在10dBm到28dBm之间控制发射输出，虽然可变增益放大器106的增益固定在0dB上，但在发射输出在其之上或其之下的情况下，可以适当改变可变增益放大器106的增益。

根据本实施例，能够覆盖非常宽的动态范围，多段地并且高精度·高稳定地变化输出电平，而且，由于在模拟携带电话这种连续信号的情况下，取样/保持电路107可以固定在取样状态下，就能进行连续信号·短脉冲信号两种功率控制。

## 第二实施例

图6是本发明的发射功率控制电压的第二实施例的结构图。

对于第二实施例以后的实施例，仅表示发射功率控制电路，图2中的发射部120、接收部130、接收电平监测部131和天线140以及它们的输入输出线等全部省略了。

由于用与图2相同的标号表示相同的结构要素，则省略其说明。

在实施例中，与设有取样/保持电路107的第一实施例不同，不是发射信号可以对应短脉冲信号和连续信号中的任一种那样的，而是以仅发射连续信号情况下的功率控制为对象。

这样，本实施例的结构与第一实施例相比仅有下列不同点：省去了检波电路输出103和差动放大电路104之间的取样/保持电路107，以及在控制电路105中没有与来自发射部的短脉冲信号相关

的输入，不发生控制信号VS/H。

如果认为输入图2中的取样/保持电路107的控制电压VS/H一直为取样状态，则本实施例的动作原理及结构除了取样/保持电路107之外与第一实施例相同，因而省略其说明。

### 第三实施例

图7是本发明发射功率控制电路第三实施例的结构图。

与第一实施例的不同之处是：不是把来自耦合器102的监测输出原封不动地输入可变增益放大器，而是在进行频率变换之后再输入。

即，耦合器102的监测输出—但输入混频器108，就在此同振荡电路109的输出进行乘法运算，而把监测信号输出频率变换到例如10MHz以下的低频区（降频变频）。

接着，通过下一级的滤波器110（带通滤波器或低通滤波器）而只取出所需信号即除去了高频成份的低频区的包络线信号，并输入到低频区的可变增益放大器1061。

通过这种混频器108、振荡电路109、滤波器110所组成的频率变换电路把耦合器所产生的监测输出变频到低频区（降频变频），由此，电路规模比第一实施例和第二实施例大些。

但是，在第一实施例的RF发射频带中的可变增益放大器106多为较昂贵的元件，而在本实施例中，仅通过设置图7这种简单的变频电路来进行降频变频，就有能够利用较低价格的OP 放大器等的优点。

除了设置变频电路之外，结构、控制动作与第一实施例相同，因而省略了他们的说明。

#### 第四实施例

图8是本发明的发射功率控制电路第四实施例的结构图。

在第一至第三实施例中，是针对用全RF 发射频带的功率放大电路101来进行功率控制，而在本实施例中，具有这种特征：把用于功率控制的放大电路分成RF 频带功率放大电路101 和其前级的IF频带放大电路111。

即，差动放大电路104的反馈环末端同IF频带放大电路111 相连，由混频器113 把该放大电路111 的输出信号和来自振荡电路112的输出进行混频并变频到RF频带(升频变频)，然后由下级的滤波器114选择所需的RF频带信号。

此后，输入到施加了来自控制电路105的控制电压 $V_{CONT}$ 的RF频带功率放大电路101中。

这样，差动放大电路104的输出电压 $V_e$ 被加到IF频带放大电路111上，控制电路105的控制电压 $V_{CONT}$ 被加到RF频带功率放大电路101上。

由此，由放大电路111来进行发射输出电平稳定化调整，而由功率放大电路101来完成发射输出的增减控制。

通过用这两级放大电路来分担任务就能完成精确的功率控制。

反之，也可以用这种结构：把差动放大电路104的输出电压 $V_e$ 提供给功率放大电路101而把来自控制电路105的控制电压 $V_{CONT}$ 提供给放大电路111，由功率放大电路101 进行发射输出电平的稳定化调整，而由放大电路111来进行发射输出的增减控制。

用这种电路结构，除了能实现上述极精确的功率控制外，还

有成本方面的优点。

即，使用相同级数的放大元件与其作为通常的RF 频带放大器不如作为IF频带放大器，能获得增益，由此能使增益控制范围更宽，而且，由于IF频带放大器一般用在低价格的情况下，就能抑制制造成本。

### 第五实施例

图9是本发明的第五实施例的结构图。

在该实施例中，表示出能够适用于美国模拟方式和数字方式共用型(以下称为双重方式)蜂窝电话系统的电路结构。

现在，在美国已成为标准化并能实现的双重方式蜂窝电话系统是以下两种：

(1)模拟FDMA方式与数字TDMA方式的共用型

(2)模拟FDMA方式与数字CDMA方式的共用型。

其中，模拟FDMA(Frequency Division Multiple Access)方式被称为模拟AMPS(Advanced Mobile Phone System)方式，功率控制必须是以4dB步幅的20dB范围(移动机种类III)。

在数字TDMA方式中同样必须是以4dB步幅的20dB功率控制范围(移动机种类III)。

另一方面，在数字CDMA方式中，必须是以1dB步幅的至少64dB以上的功率控制范围(移动机种类III)。

在图9中，功率放大电路117这样构成：在由所加电压改变衰减量的可变衰减器118的后级上串联连接由相同所加电压改变放大系数的功率放大器119。

差动放大电路104的输出端分路连接到开关115 的B 端和开关

116的A端上，控制电路105发出控制电压 $V_f$ 的端子分别分路连接到开关115的A端和开关116的B端上。

开关115的切换输出为控制功率放大电路117内可变衰减器118的衰减量的控制电压输出，开关116的切换输出为控制该功率放大电路117内功率放大器119的放大系数的控制电压输入。

这样，本发射功率控制电路的反馈环控制末端通过开关115和开关116选择切换来以可变衰减器118和功率放大器119进行控制。

其中，通过例如用手动输入在控制电路105中使用的方式，由该控制电路105发生开关115和开关116的切换控制信号 $V_g$ 。

在上述这种结构中，本实施例首先对(1)的双重方式所适用情况下的动作进行说明

在(1)的双重方式中，在模拟方式和数字方式下，虽然功率控制范围和步幅是相同的，但在模拟方式中使用FM调制方式，在数字方式中使用 $\pi/4$ 位移QPSK的调制方式，特别是，在数字方式中，由于是线形调制则重视失真特性，而在模拟方式中，失真特性不怎么成问题，主要着眼于效率。

在此，在模拟方式的发射方式(以下称为模拟方式)中，根据来自控制电路105的切换信号 $V_g$ ，开关115和开关116切换到A侧。

此时，从控制电路105所生成的控制电压 $V_f$ (恒定值)通过开关115输入可变衰减器118以使可变衰减器118的衰减量成为最小。

通过阶梯地变化由控制电路105所提供的基准电压 $V_{Ref}$ ，而变化给功率放大器119所供给的控制电压 $V_e$ ，以4dB步幅来实现最大20dB范围内的功率控制。

另一方面，在数字方式中，根据来自控制电路105的切换信号

Vg, 开关115和开关116被切换到B侧。

在该方式中, 发射功率控制采用下列方法: 调整可变衰减器118的衰减量, 变化功率放大器119的输入功率, 在由功率放大器119所产生的放大中, 设定为信号失真特性最小的输入电平。

由此, 在控制电路105中决定基准电压 $V_{Ref}$ 以便于能够使向功率放大器119的输入电平在上述信号失真特性小的范围, 并得到所需的发射输出。根据该基准电压 $V_{Ref}$ , 从差动放大电路104输出控制电压 $V_e$ , 通过开关115提供给可变衰减器118。

另一方面, 在控制电路105中生成控制电压 $V_f$ , 以作为对应于功率放大器119的偏置电压, 其工作点为失真发生较小的线性的优异的A级或AB级工作, 该控制电压 $V_f$ 通过开关116 提供给该功率放大器116。

由此, 在数字方式中, 实现了失真小的发射输出的调整。

而且, 在模拟方式中, 由于是连续发射信号, 取样/保持电路107一直为取样动作, 检波电路103 输出被原封不动地提供给差动放大电路104的反向输入端。

另一方面, 在数字方式中, 根据TDMA发射信号的短脉冲通/断, 取样/保持电路107自动进行上述的取样/保持动作。

在(1)的双重方式下, 如上述那样, 由于仅需要0dB到20dB 的动态范围, 在模拟、数字中任一种方式的情况下, 可变增益放大器106的增益固定为恒定值(例如0dB)上。

下面本实施例对(2)的双重方式所适用的情况下的动作进行说明。

首先, 在模拟方式中, 由于与对(1)所述的动作是相同的, 则

省略其说明。

在数字方式中，虽然开关115和开关116被切换到与(1)的情况相同的B侧，但在CDMA方式中，由于需要至少64dB以上的动态范围，则由控制电路105产生的控制动作稍稍有些不同。

即，在控制电路105中生成施加给功率放大器119的控制电压 $V_f$ ，作为对应于功率放大器119的偏置电压，其工作点被设定在失真发生较小的线性优异的区域中，成为A级或AB级动作，该控制电压 $V_f$ 通过开关116被提供。

因而，发射功率控制虽然是通过调整可变衰减器118的衰减量来进行的，但由于功率控制的动态范围大，则应该以比(1)的情况大的范围来变化衰减量，以设定基准电压 $V_{Ref}$ 。

在这种情况下，希望尽可能在功率放大器119的放大中成为信号失真特性小的输入电平的范围，来变化可变衰减器118的衰减量，但由于动态范围的扩大化，就有该要求若干倒退的情况。

而且，在这种情况下，由于控制来自控制电路105的控制电压以使功率放大器119中的工作点为线形区，就能充分补偿这种不当情况。

而且，随着发射输出电平的动态范围的增大，增减·控制可变增益放大器103的增益，以使耦合器102的监测输出成为检波电路103的可检波范围电平，对于该控制动作是按照第一实施例所述那样的。

在上述这种实施例中，提供一种发射功率控制电路，仅通过开关115、116的切换和把来自控制电路的控制电压与基准电压设定在适当值上，就能适合于模拟FDMA(模拟AMPS)方式、数字TDMA



方式、数字CDMA方式中的任一方式。

当然，不言而喻，本发明并不仅限于上述各实施例的内容。

# 说明书附图

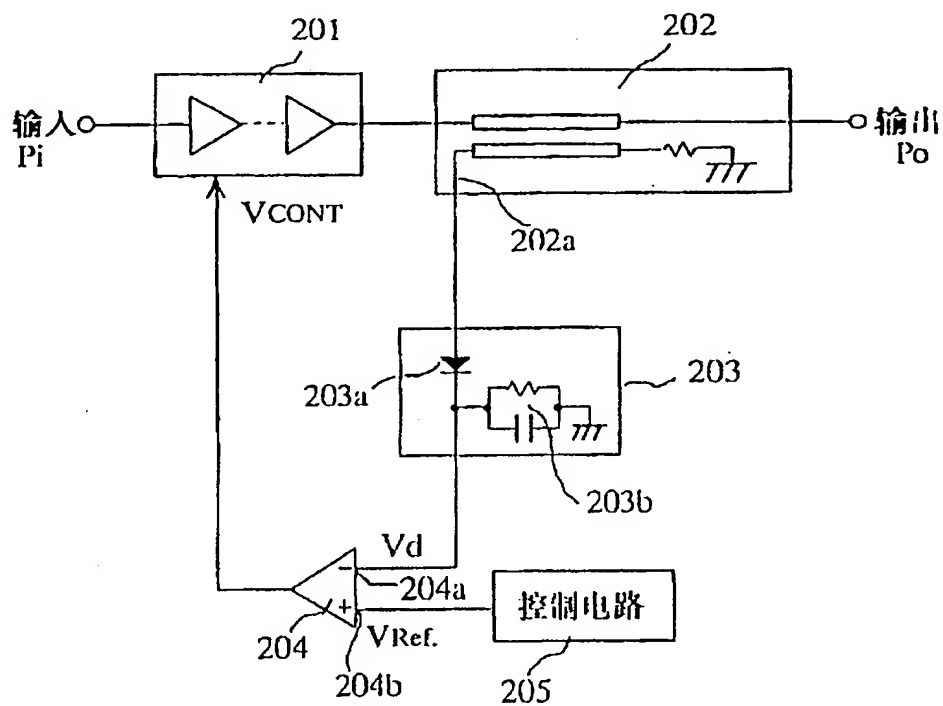


图 1

图 2

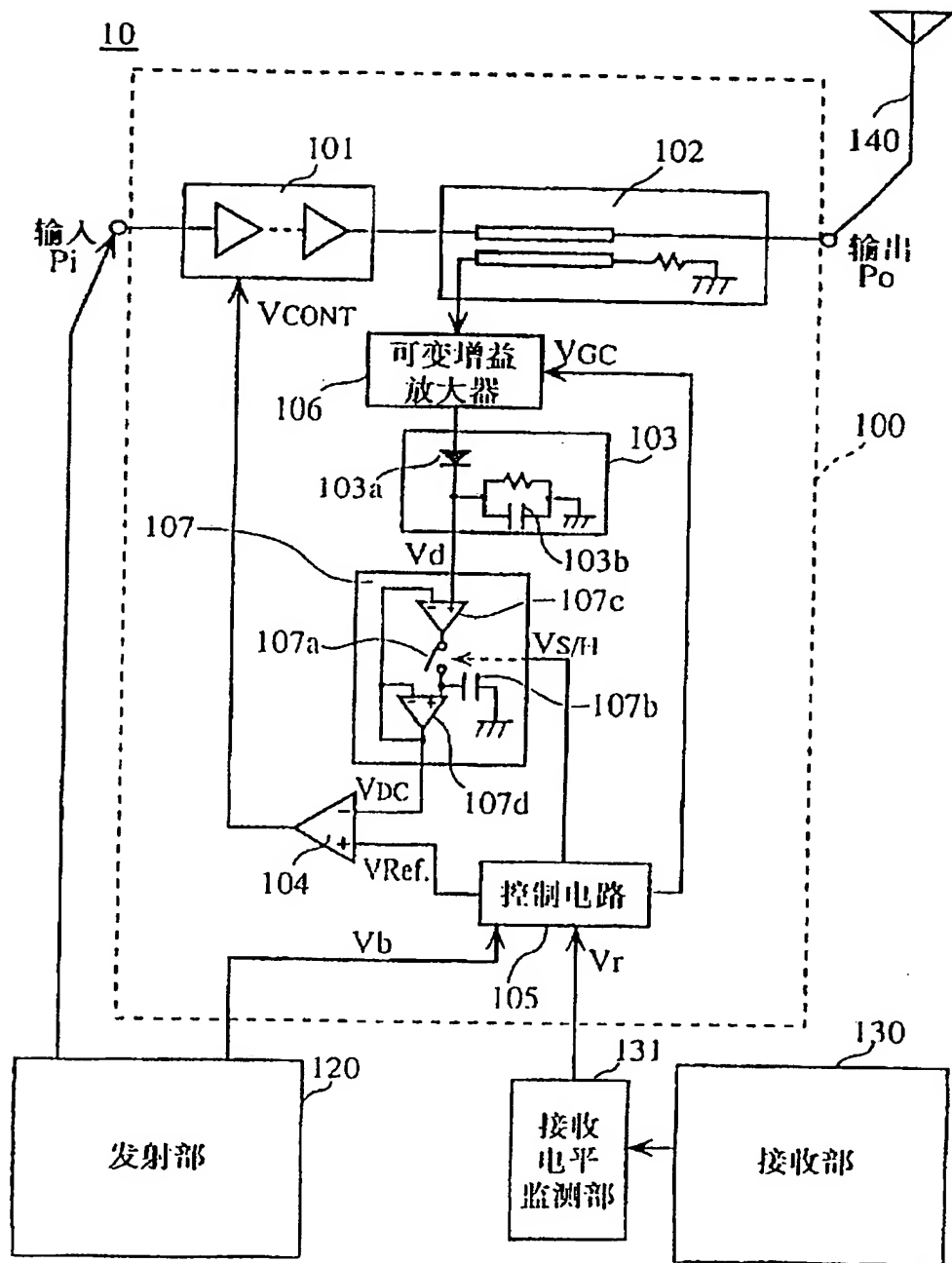


图 3

111

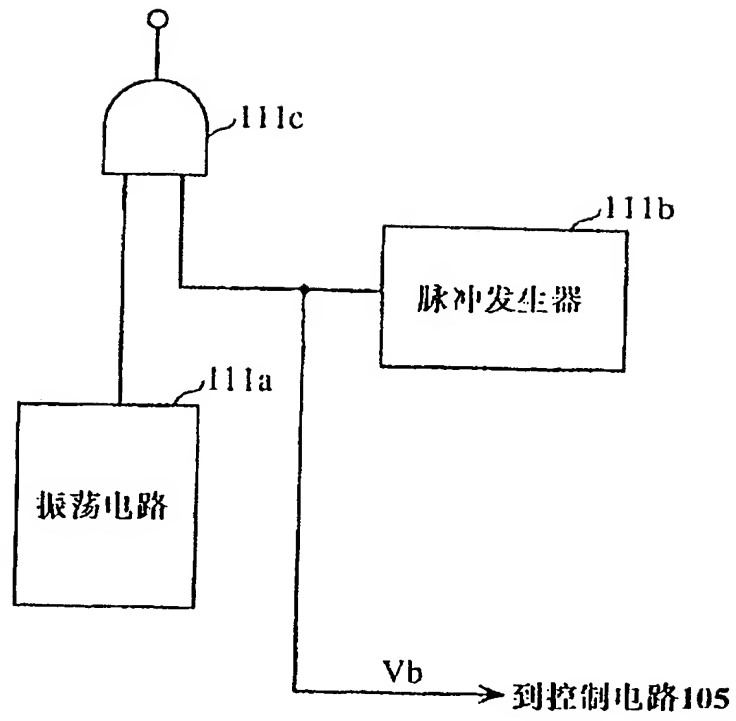


图 4

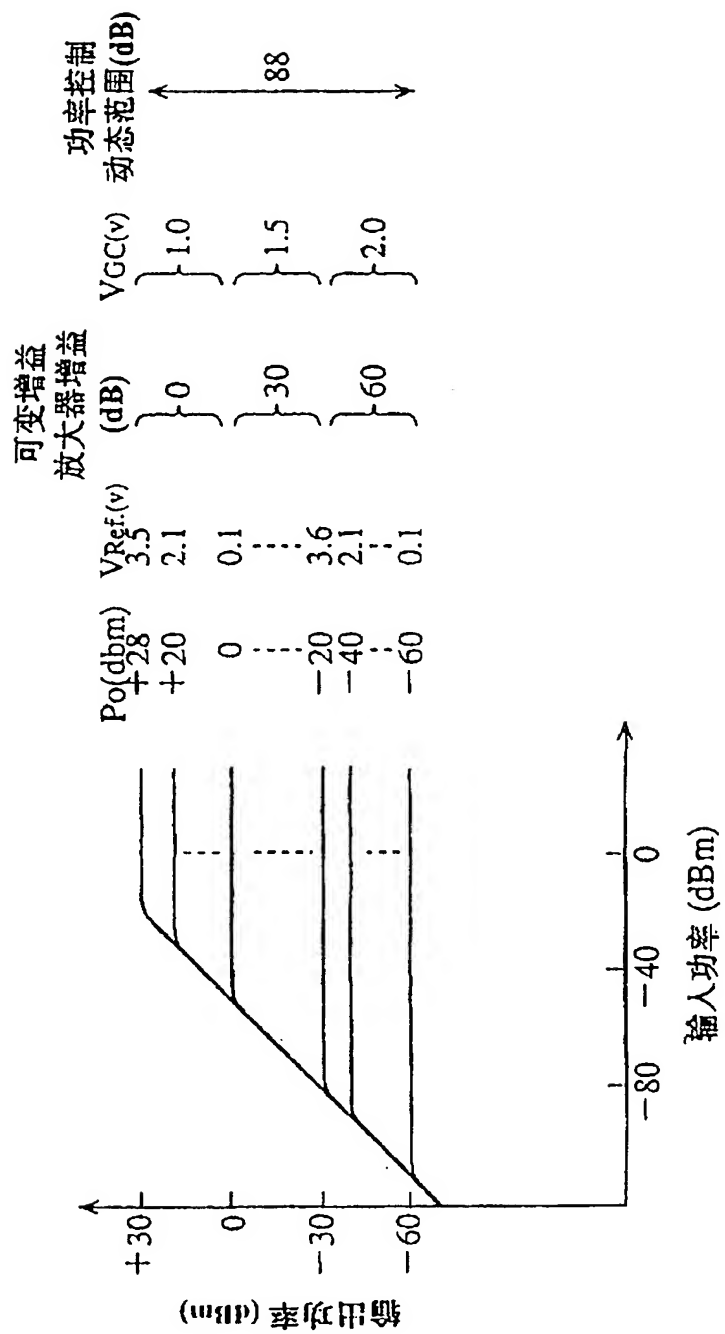


图 5

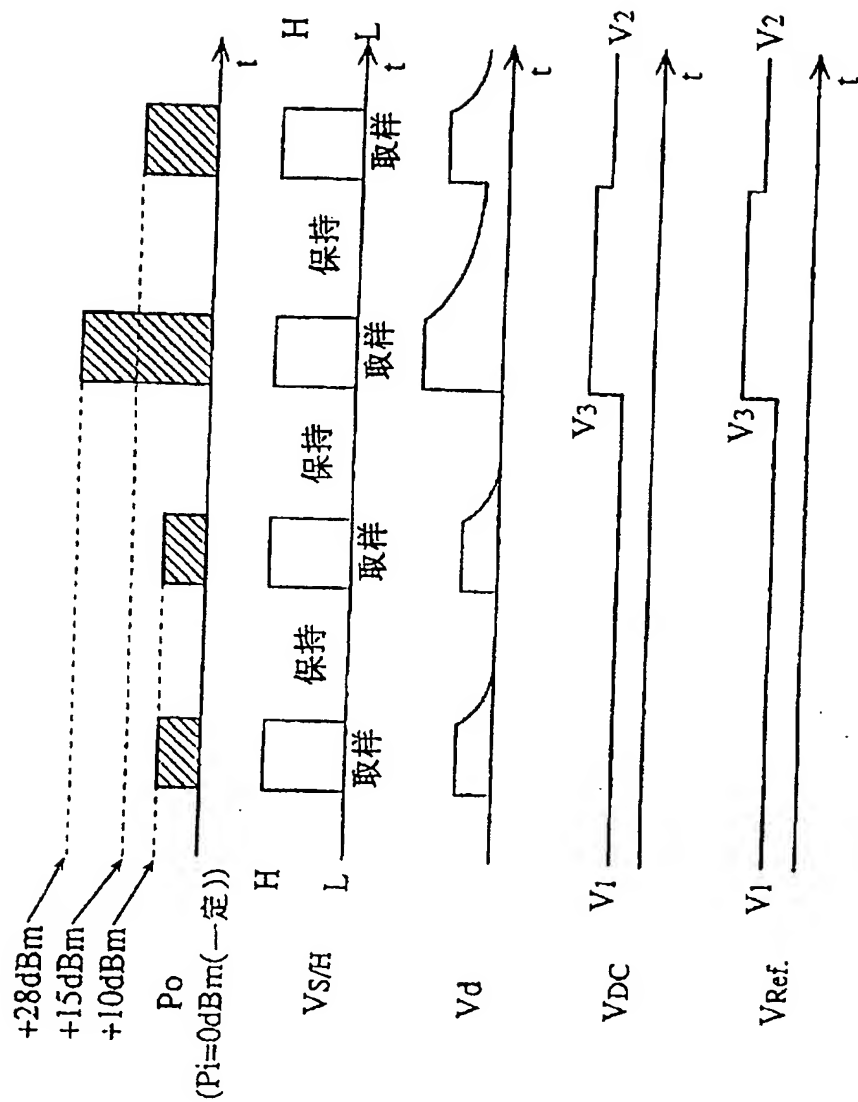


图 6

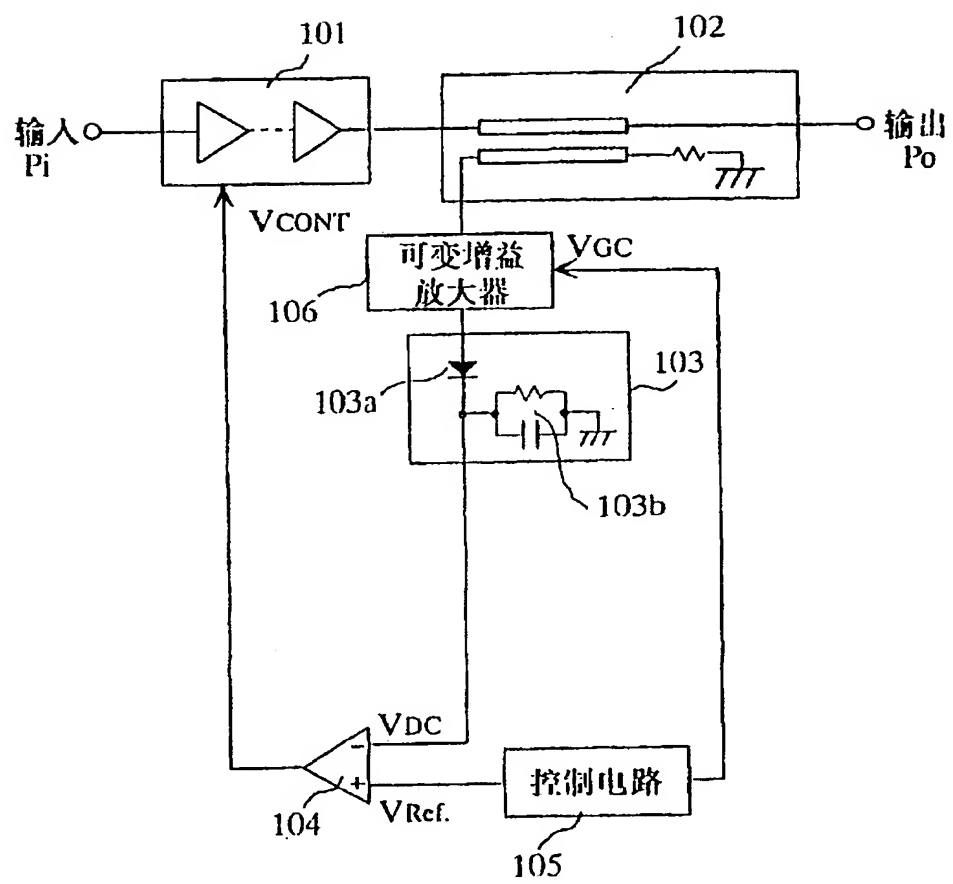
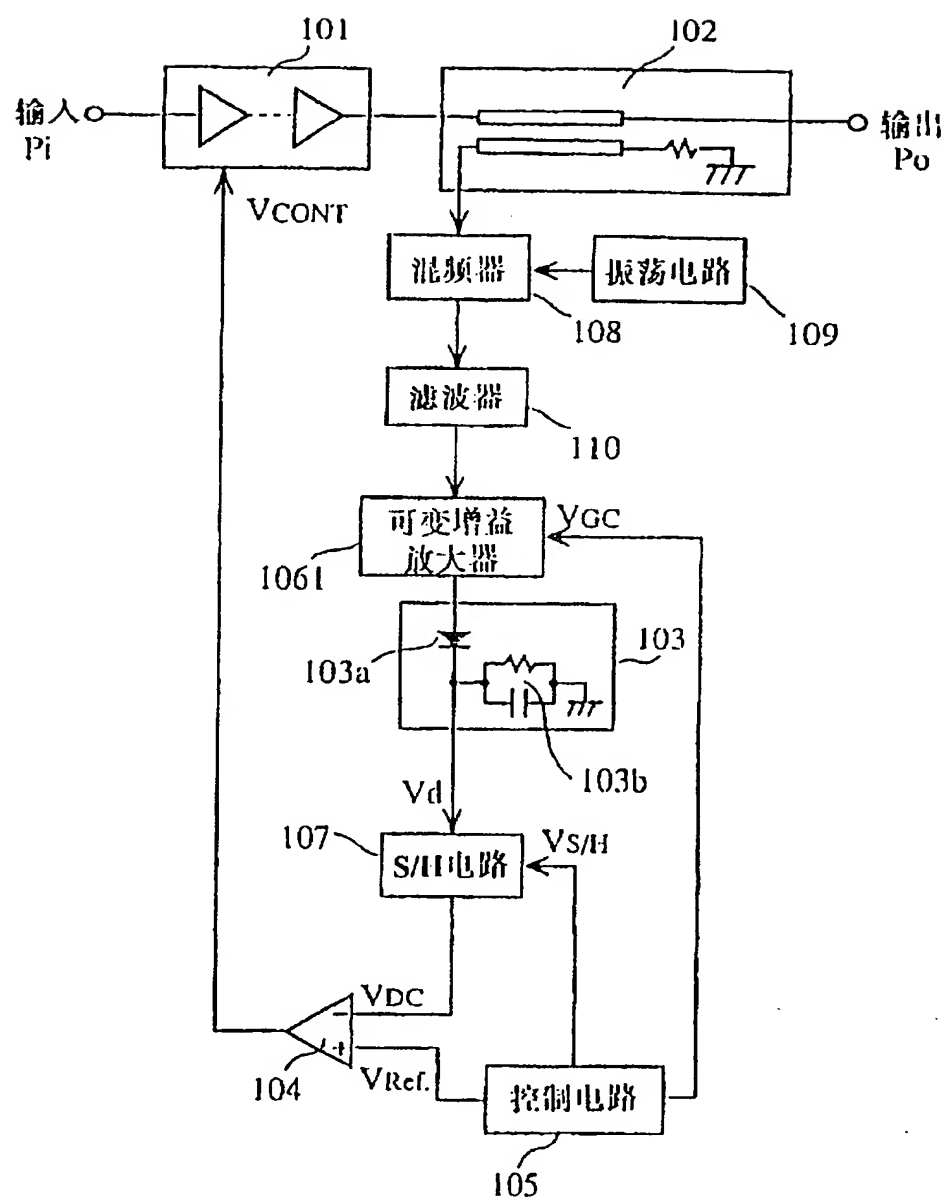


图 7





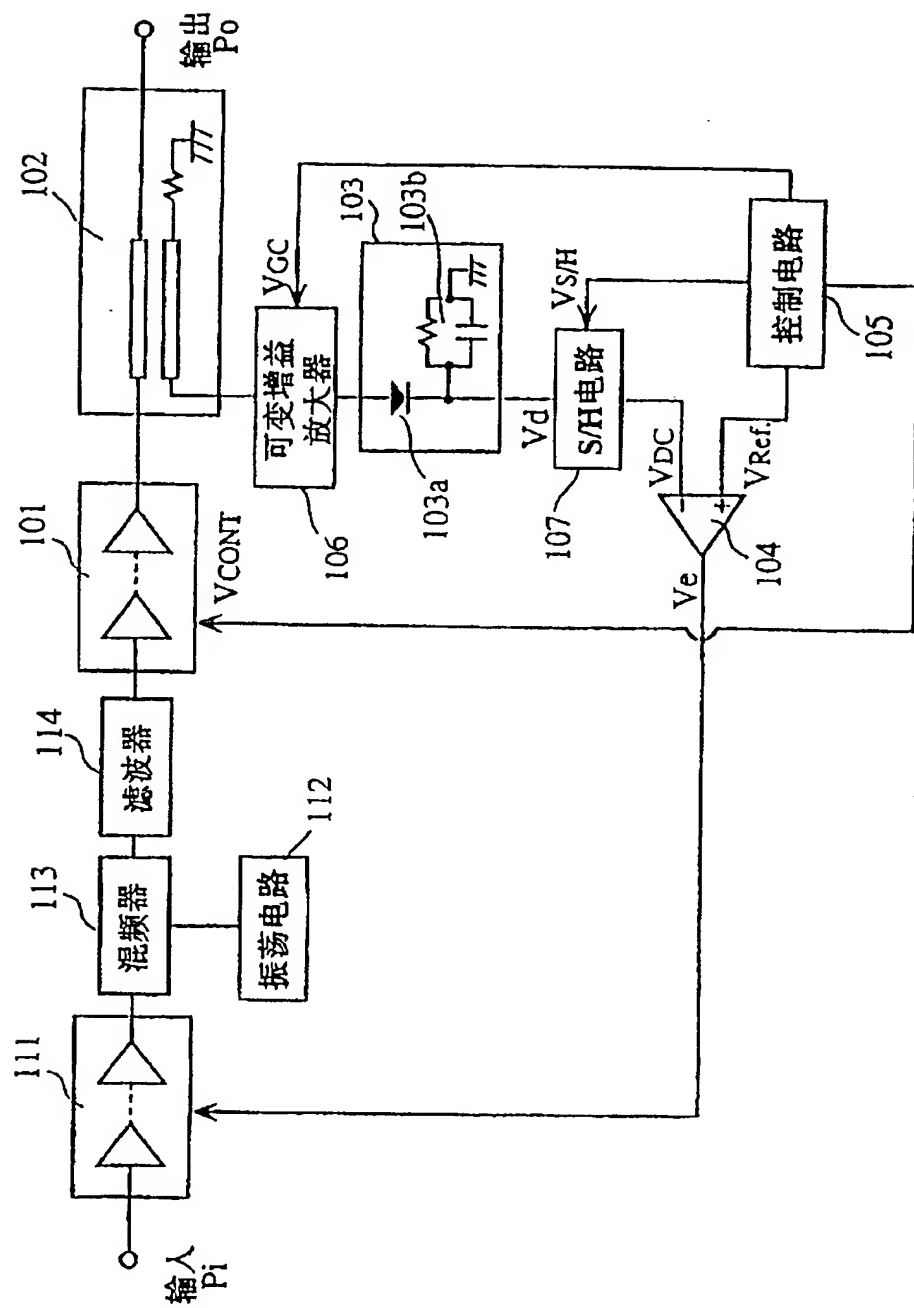


图 8

图 9

